アンプとスピーカの関係を考える

小出力アンプ3台を作って実験

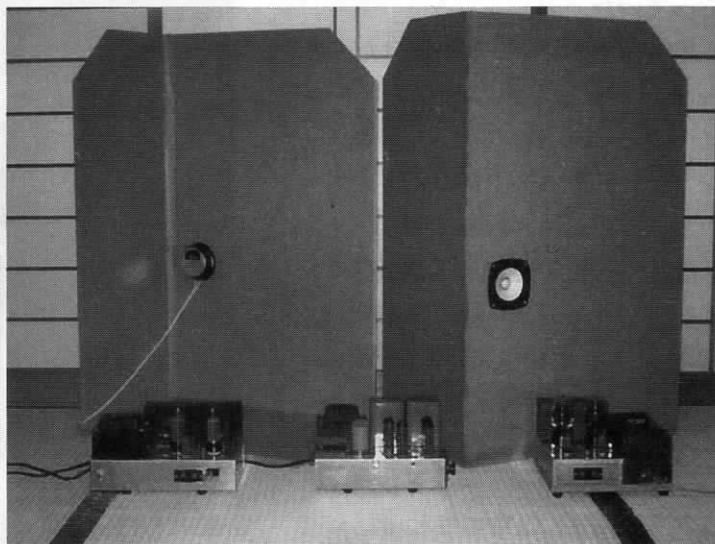
6CA7(T)シングル，6BQ5 SRPP，42シングル

■ 野呂伸一 ■

●試作した3台のアンプとFE 103+平面バッフル・スピーカ

小出力でシンプルな真空管アンプとフルレンジ・スピーカとの相性を探るため，手持ちの部品を使っておもに出力インピーダンス特性の異なる3台のアンプを試作しました．また，それらの負荷としてスピーカ・ユニット解析の最も簡単な平面バッフルを試作しました．

どちらも特性上の素性はよくありませんが，いままで無関心だったアンプとスピーカの相互関係を少しだけ考えてみれば，よい結果(ふつうの音)が得られるかも知れません．

1．μホロワ回路（あるいは不完全なブートストラップド・カソード・ホロワ回路/不平衡SRPP回路）を採用した6CA7（3結）シングル・パワー・アンプ

1台目はマイルドな電圧出力アンプです．第1図は本誌（1984.1）に掲載された佐藤定宏氏によるシーメンスEL 34（3結）の実測特性曲線です．私が25年以上使用しているNECの6 CA 7に関して，この特性曲線は完璧でした．何度も負荷線を書き入れたりして，いまもお世話になっています．この特性曲線はμの大きさを除いて，6 GB 8の3結と非常によく似ています．

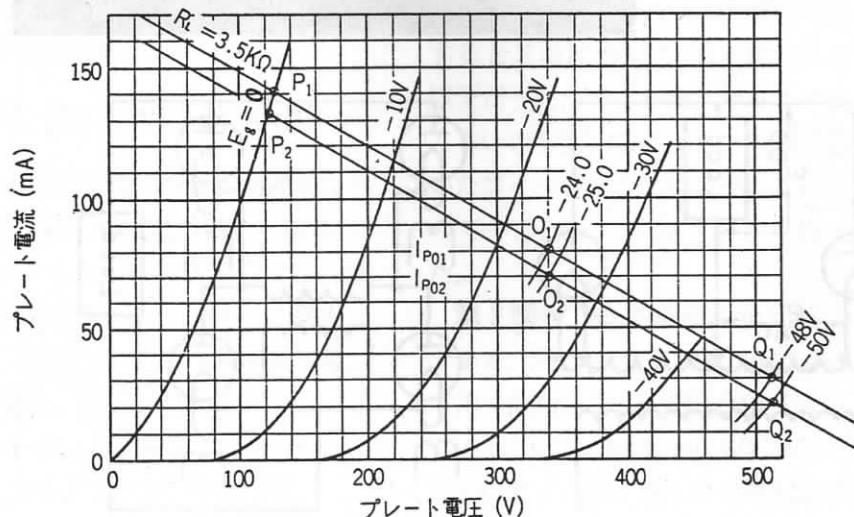
(1) 回路の設計

スピーカ実験のためとはいえ，シンプルかつユニークな回路を考案するという趣味は止められませんので，製作までいつも遠回りしてしまいます．電圧出力が目標ですから，負帰還のお世話になりますが，できるだけ多くの負帰還を安定にかけるには帰還経路が単純な単段帰還がよいわけで，その究極にカソード・ホロワ，あるいは100%PG帰還の出力段があります．

設計は両方しましたが，カソード・ホロワ応用のアンプの方が構成がシンプルで内容も味わい深いことから，PG帰還アンプの製作はつぎの機会に回すことになりました．

第2図が基本回路とその関係式で，一般にSRPP回路と呼ばれているものと同じです．第3図が実際の回路構成で，大きな出力電圧を要求される V_1 の動作を V_2 の出力電圧で補うのが特徴です．

このアンプのポイントは，V_1 に3極管を使うこと，およびその動作点と R_1, R_2 の値の配分です．順に挙げてみると，

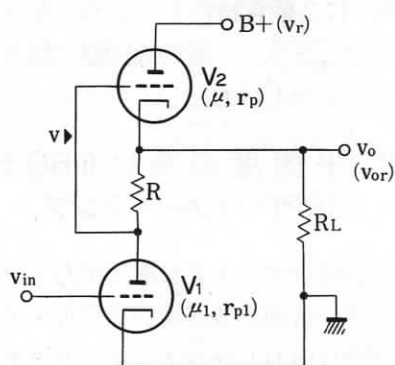
(1) V_1 に3極管を使わないと，低

〈第1図〉佐藤定宏氏が実測した6 CA 7の3結特性（1984年1月号）

$$v_o=\frac{-v_{in}\cdot\mu_1(R\cdot\mu+r_p)R_L}{R_L[r_{p1}+R(1+\mu)+r_p]+r_p(r_{p1}+R)}$$

$$r_o=\frac{r_p(r_{p1}+R)}{r_{p1}+R(1+\mu)+r_p}$$

$$v=\frac{-v_{in}\cdot\mu_1[\{R(1+\mu)+r_p\}R_L+R-r_p]}{R_L[r_{p1}+R(1+\mu)+r_p]+r_p(r_{p1}+R)}$$

（r_o：出力抵抗，v_{or}：出力中のリップル）

$$v_{or}=\frac{v_r(r_{p1}+R)R_L}{R_L[r_{p1}+R(1+\mu)+r_p]+r_p(r_{p1}+R)}$$

〈第2図〉試作6CA(T)アンプの基本回路と諸特性の計算値

インピーダンス出力が得られません．第2図 r_0 算出式の $r_{p1}=0$（理想3極管）と $r_{p1}=\infty$（理想5極管）の場合で，r_0 に大きな差が出ています．$R\gg r_{p1}$ の場合は本誌（2002.8/9）で岡本薫氏が解説された μ ホロワに近い動作となり，$R\ll r_{p1}\leqq\infty$ の場合はブートストラップド・カソード・ホロワとも呼ばれ，$r_0\fallingdotseq r_p$ となってしまいます．

（例）$r_p=1$ kΩ，$r_{p1}=90/9000$ kΩ, R=103 kΩ, $\mu=10$ から，$r_0=$ 0.158 kΩ/0.898 kΩ

(2) V_1 の動作点（DC電位）は $I_b(R_{k2}+R_L)$ 以上であること

（例）72 mA（0.35 kΩ+2.9 kΩ）=234 V以上

(3) R_1 と R_{g2} の並列抵抗（第2図のR）に I_{b1} を掛けた値が $I_b\times R_{k2}$ より大きいこと

（例）0.33 mA（150 kΩ//330 kΩ）=34.0 V, 72 mA×0.35 kΩ=25.2 V

(4) R_2 が R_L より十分に大きいこと．（例）150 kΩ≫2.9 kΩ

以上を満足すれば，無調整で安定な高帰還アンプが得られます．

V_2 の動作点はふつうの自己バイアス・カソード接地回路と同じで，負荷の位置のみ異なります．なおヒータは接地してありますので，大出力時ヒータ・カソード間電圧は100 Vを越えますが，AC尖頭値では200 Vまで耐えられると踏んで，対策はしていません．

第4図は本アンプの全回路図です．手持ちの部品ですましていることもあって，電源部のフィルタは簡易なものですが，出力段は3極管使用でも5極管に近いリップル減衰率が得られます（第2図の V_{or} 算出式参照）．

（例）$r_{p1}=90$ kΩ，$R_L=2.9$ kΩ，R=103 kΩ，$\mu=10$，$r_p=1$ から出力段のリップル含有率は供給電圧の0.150となる．

また出力トランスは，全巻線をシリーズ接続として，オートトランス風に使いました．巻線の有効利用という点もありますが，12 AX 7の出力電流が直接スピーカを駆動する愉しさを買いました．不平衡ですがSRPP回路でもあります．

製作後の調整は不要です．

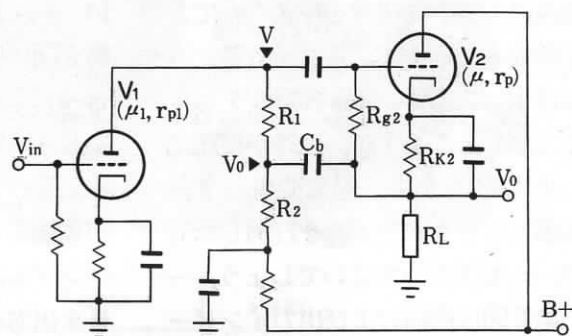
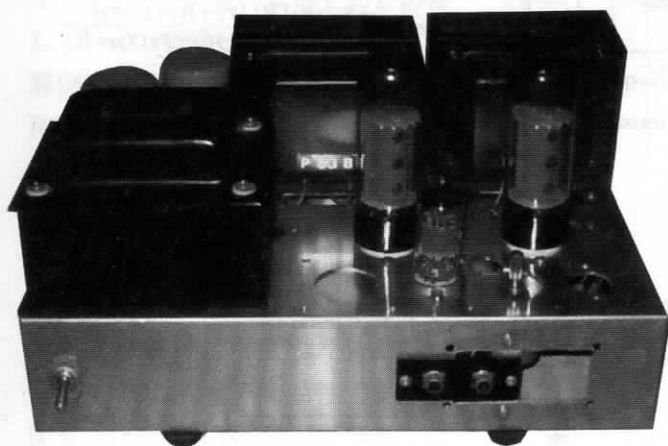
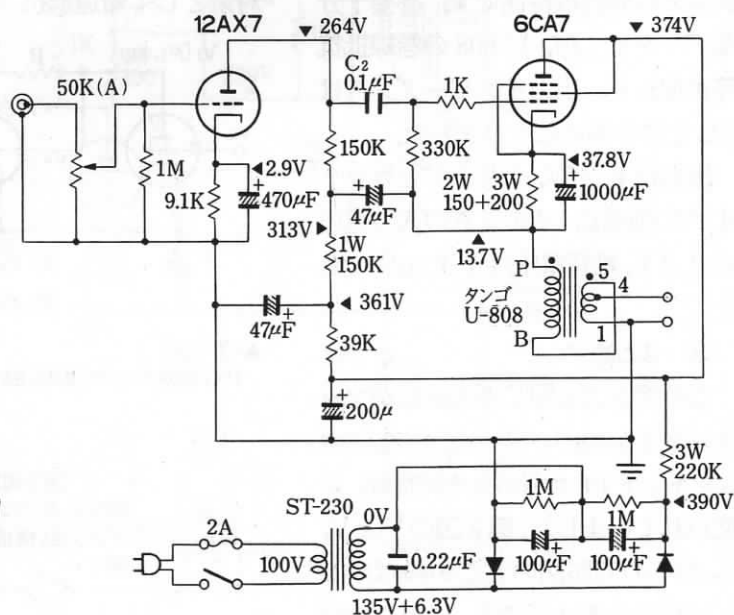
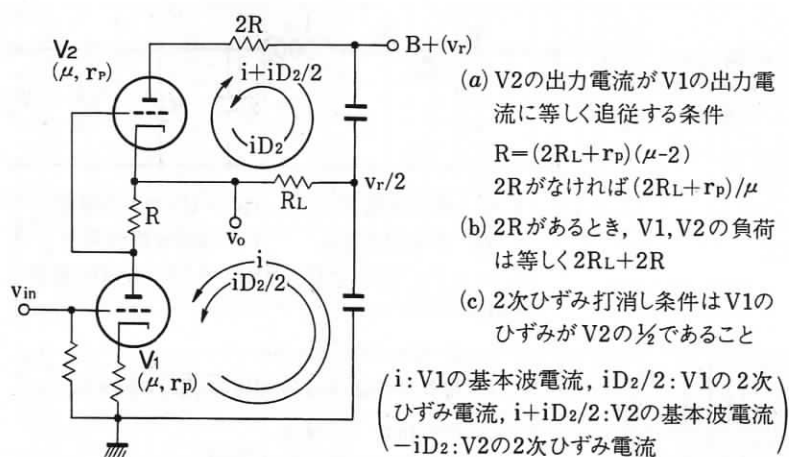
〈第3図〉▶ 6CA7(T)アンプの回路構成

▼〈第4図〉 6CA7(T)シングル・アンプの全回路図

(a) V2の出力電流がV1の出力電流に等しく追従する条件
$R=(2R_L+r_p)(\mu-2)$
2Rがなければ$(2R_L+r_p)/\mu$

(b) 2Rがあるとき, V1, V2の負荷は等しく$2R_L+2R$

(c) 2次ひずみ打消し条件はV1のひずみがV2の½であること

(i : V1の基本波電流, $iD_2/2$: V1の2次ひずみ電流, $i+iD_2/2$: V2の基本波電流 $-iD_2$: V2の2次ひずみ電流)

〈第9図〉平衡 SRPP 回路

電流コピーの動作を理想的に行ない, V_1が3極管であれば全体としては3極管として動作しますが, PPとしての利点は(3)のみとなります.

(1) 回路の設計

第9図の内容を実機でなんとか実現しようとすれば, 動作のバランスと偶数次調波の打消しの点で, V_1, V_2とも同種の多極管とするしかありません. これは必然的に電流出力アンプとなります. また, 第2グリッドへの給電とリップルの打消しの点で, 負荷の配置もおのずから決まってきます.

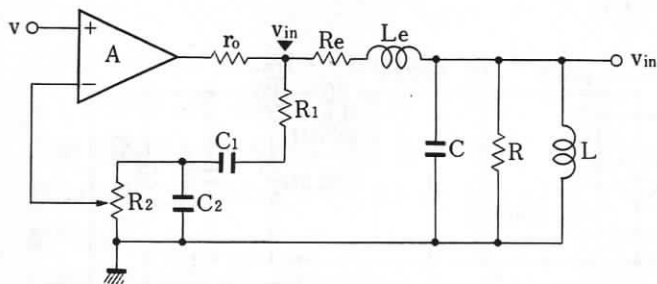
そんなわけで手持ちのSovtec EL 84 (6 BQ 5) とタムラのF-485を使った**第10図**の構成となりました. プレート側巻線が2巻き独立している出力トランスは出力段の構成の自由度が高く, たいへん重宝します. V_2プレート側の2Rはr_pより十分に小さく, 動作にほとんど影響しないので省略しました. 実機R計算例では, $R=(2R_L+r_p)/(g_m \cdot r_p)$, $R_L=2\ k\Omega$, $r_p=38\ k\Omega$, $g_m=11.3\ mS$より, $R=0.098\ k\Omega \fallingdotseq 100\ \Omega$.

V_2のヒータ・カソード間耐圧対策は, 最も簡便なL/R共通の非接地回路としました.

本機も製作後の調整は不要です.

第11図はひずみ率特性です. 平衡をうたうにはやや情ない結果となりましたが, EL-84の標準PPでもこの程度かもしれません. 上のRの値を増減してやれば, もう少しよい特性が得られるはずです.

第12図は振幅と出力インピーダンスの周波数特性です. 振幅特性は帯域の両端できれいに減衰して見事ですが, 出力インピーダンスは高域の減衰が早めです. 低域は直流磁化のないPPのよさが出ていますが, 高域は複雑です.

振幅に関しては, 5極管にもかかわらず, 巻線容量がうまく作用して高域のピークが影を潜めており, これを見事な巻線技術と見るか, よけいなお世話と見るか, 高出力インピーダンスが目標の今回は後者でしょう. ただし, 本来2次側からの電圧NFB前提で設計された出力トランスですから, タムラの技術はやはり

●試作した6 BQ 5平衡SRPPアンプ

▼〈第10図〉6 BQ 5 平衡 SRPPアンプの全回路図

●FE103の例

A=100, r_o=50Ω, Re=7.45Ω, Le=0.255mH

C=108μ, R=53.5Ω, L=37.3mH

C_1=C_2=0.01μ, R_1=252kΩ, R_2=159kΩ

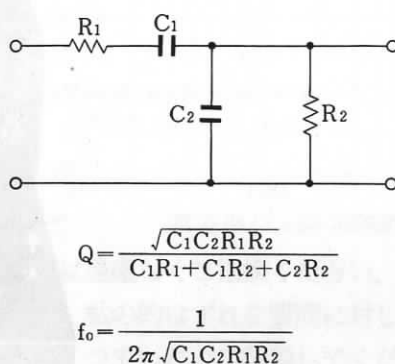
〈第17図 a〉“インチキ” MFBの基本回路

電流出力アンプに使うと，高域の駆動力を保ったまま，f_0付近に制動がかけられます．このインチキMFBは問題の多い帯域の両端に向って帰還量が減衰していきますので，f_0付近に多量の負帰還をかけても非常に安定です．また共振のピークをつぶすだけなら，ゲインは変わりません．

第17図が基本回路とシミュレーションの結果です．第13図の(a)と比較すると，高域の低下なしに制動が効いているのが見てとれます．電圧駆動時Q<0.5の共振を利用しないスピーカ・システムを低域限界周波数が低いアンプで駆動する場合，条件がそろえば広い帯域での速度一定化後（第17図(b)）f_0の再定義も可能ですが，5極管シングル・アンプには荷が重く，共振のピークがなくなり，Q_t=0.5〜0.7が得られればよしとします．

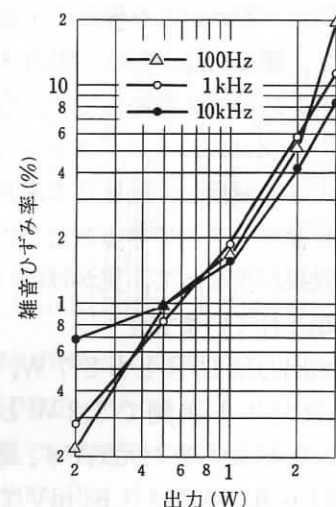
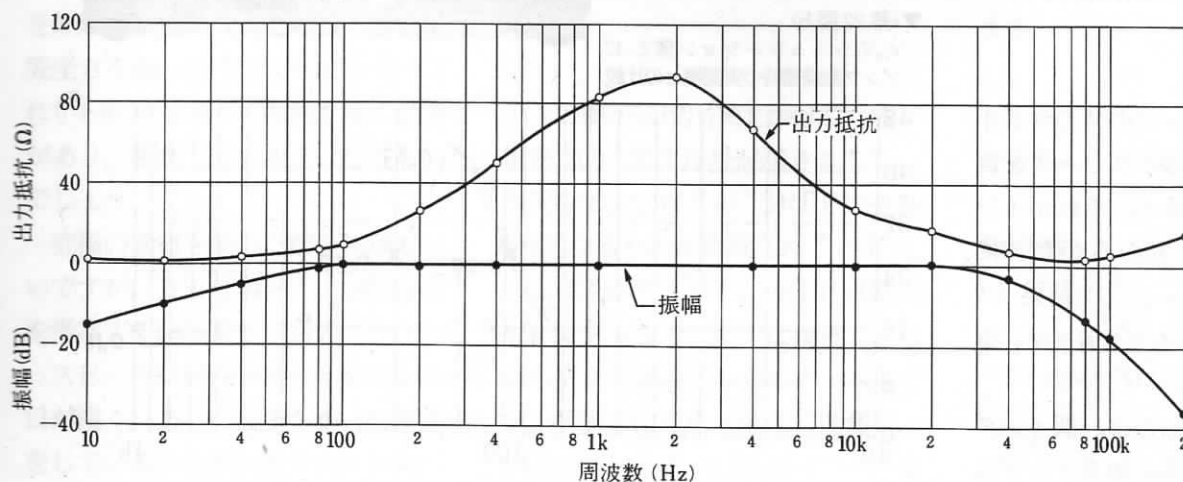
f_0の再定義に関しては本誌で巳波弘幹氏がたびたび取り上げておられますし，1994年4月号の「クロストーク」で高野慶人氏が“密閉システムの低域共振を制御する”と題して解説されています．

〈第18図〉▶
“インチキ” MFB用42シングル・アンプの全回路図

(2) 回路の設計

$$Q=\frac{\sqrt{C_1C_2R_1R_2}}{C_1R_1+C_1R_2+C_2R_2}$$

$$f_o=\frac{1}{2\pi\sqrt{C_1C_2R_1R_2}}$$

〈第19図〉2次バンドパス・フィルタ

第18図が42アンプの全回路図です．負帰還量がスムーズに増減できるよう，初段を簡易カソード結合

〈第20図〉42アンプの雑音ひずみ率

〈第21図〉
42シングル・アンプの振幅，出力抵抗の周波数特性

C 1=0.01 μF, R 1=120 kΩ

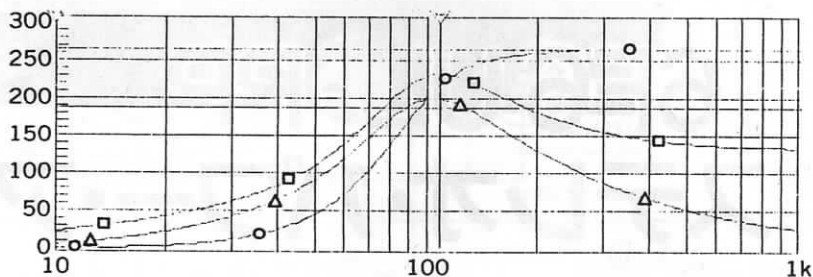
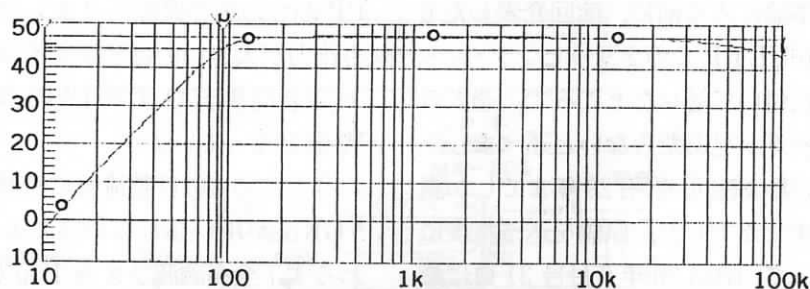
C 2=1 μF, R_2=1.2 kΩ

第 19 図(a)から，Q=0.498，fc=133 Hz（R_2 は 20 kΩ と VR と 1.3 kΩ 並列接続）.

BPF 2 の変更で，**第 22 図(d)**のように f_0 が 20%ほど下がりました.

ロー・ブースタと平面バッフルを接続し，音楽を再生しながらインチキ MFB の帰還量を徐々に増していくと，ボリュームを少しだけ回したところでハッとするほどクリアな音となり，それ以降は低域が減衰してどんどん音が痩せていきます．シミュレーションは現実ではありませんから，最適帰還量は Q(V_{in}) の実測値（たぶん最適値は 1〜2 の間）を参考として，最後は耳で判断すべきでしょう.

〈第 22 図 c〉“インチキ” MFB なし，L_t 20 mH のときの特性

〈第 22 図 d〉“インチキ” MFB あり，R_2 11.7%，L_t 20 mH のときの特性

〈第 22 図 e〉BPF 2 を変更，“インチキ” MFB あり，R_2 45.7%，L_t 20 mH のとき

〈第 22 図 f〉e 図の加速度特性の縦軸を dB 表示にしたもの

あとがき

42 の 5 結シングル・アンプはふつうの音で鳴るようになりました．**第 16 図(b)**の 6 CA 7 アンプ（マイルドな電圧アンプ）とは異質ながら，甲乙つけがたいレベルの音です．シングル・アンプでは，スピーカ以前に OPT を制御する必要があるようです.

いまはスピーカとアンプの相互関係が，抵抗負荷で得られるアンプ単独の諸特性より重要だ，と感じています．特に“手軽な真空管アンプ”を好んで製作する人たちは，その不完全さを知ったうえでスピーカ（これも不完全）とのよい関係を築く必要があり，創意工夫のネタは尽きないでしょう.

究極の素材を使った懐石料理もいいですが，身近な素材のよい調理法を考案するのも楽しいものです.

スピーカに興味を持ち始めてから日が浅く，あるいはまちがった解説をしているかも知れません．お気づきの方は遠慮なくご指摘ください.

最後に，私の的はずれな質問に対して 1 つ 1 つていねいに解説してくださった巳波弘幹氏に感謝します.

× ×

この稿がほぼ出来上がってから，本誌 2004 年 3 月号が届きました．復刻版で山口侃氏の“SRPP の生態研究”なるものが掲載されています．これは助かりました．SRPP は構成がシンプルなのに動作は複雑で，わかりやすく解説するのがたいへんです．解析は山口氏の稿にお任せし，6 CA 7 アンプ，6 BQ 5 アンプは SRPP のパワー・アンプ応用編として見ていただければと思います．続編 2004 年 4 月号でまったく同じアンプが掲載されないことを願っています.

* *

もうすぐ満作の花が咲いて奥美濃に待望の春が来ます.

●参考書

『全日本真空管マニュアル』（一木吉典著 ラジオ技術全書［2］）
『電子回路シミュレータ入門』（加藤ただし著 講談社 BLUEBACKS）
『アナログフィルターの回路設計法』（堀敏夫著 総合電子出版社）